

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-270827

(43) 公開日 平成9年(1997)10月14日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/18			H 0 4 L 27/18	A
H 0 4 B 7/26			H 0 4 B 7/26	K
H 0 4 L 27/00			H 0 4 L 27/00	A

審査請求 未請求 請求項の数16 O L (全 21 頁)

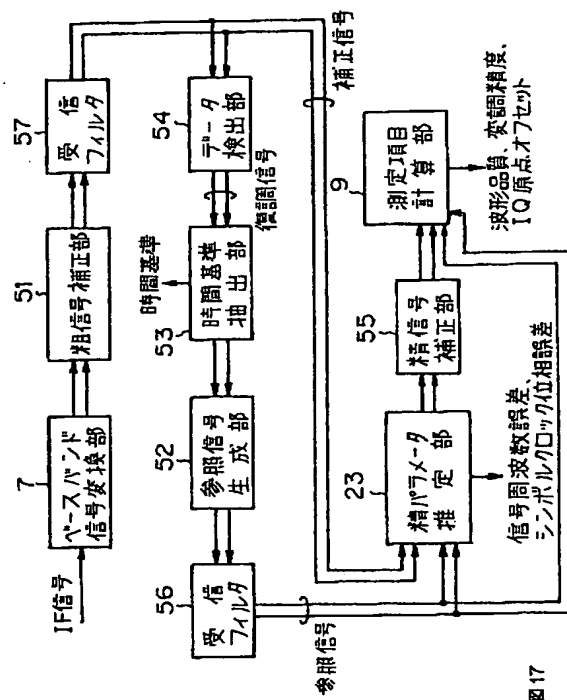
(21) 出願番号	特願平8-78977	(71) 出願人	390005175 株式会社アドバンテスト 東京都練馬区旭町1丁目32番1号
(22) 出願日	平成8年(1996)4月1日	(72) 発明者	田尻 真介 東京都練馬区旭町1丁目32番1号 株式会 社アドバンテスト内
		(72) 発明者	中田 寿一 東京都練馬区旭町1丁目32番1号 株式会 社アドバンテスト内
		(72) 発明者	野原 健児 東京都練馬区旭町1丁目32番1号 株式会 社アドバンテスト内
		(74) 代理人	弁理士 草野 卓 (外1名)

(54) 【発明の名称】 デジタル直交変調信号のパラメータ測定装置

(57) 【要約】

【目的】 何れの変調形式の変調信号に対しても周波数誤差 Ω 、キャリア位相 ϕ 、シンボルタイミング τ を測定可能にする。

【構成】 デジタル信号とされた入力直交変調信号を複素ベースバンド信号に変換部7で変換し、その信号を粗信号補正部51で、あらかくパラメータを推定し、その推定値で複素ベースバンド信号を補正し、その補正信号のデータ検出を用い、その検出データで送信信号と対応する参照信号を生成部52で生成し、この参照信号と前記補正信号とを用いて、精パラメータ推定部23でパラメータを推定する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力デジタル直交変調信号を直交検波して複素ベースバンド信号を得る第1手段と、上記複素ベースバンド信号のパラメータをおおまかに推定してその推定値によりその複素ベースバンド信号を補正する第2手段と、その第2手段で補正された複素ベースバンド信号からデータを検出する第3手段と、上記検出したデータを用いて、送信信号と対応する参照信号を生成する第4手段と、上記補正された複素ベースバンド信号と上記参照信号とを用いて、上記入力デジタル変調信号のパラメータを推定する第5手段と、を有するデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項2】 請求項1の測定装置において、上記第2手段は上記複素ベースバンド信号から、上記第5手段での推定よりも、粗い精度でパラメータを推定する第6手段と、その第6手段で推定したパラメータを用いて上記複素ベースバンド信号を補正する第7手段よりなることを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項3】 請求項1又は2の測定装置において、上記第5手段は上記補正された複素ベースバンド信号と上記参照信号とによりクロック位相 τ_c を推定し、上記補正された複素ベースバンド信号を、上記の推定クロック位相 τ_c をシンボル点とする信号に補間演算する第8手段と、その補間演算された複素ベースバンド信号と上記参照信号とから上記周波数誤差 Ω_c 、搬送波位相 ϕ_c の少くとも一方の推定を行う第9手段とよりなることを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項4】 請求項2又は3の測定装置において、入力デジタル直交変調信号はデジタルデータに変換されたものであって、上記第6手段はサンプル当りの搬送波周波数誤差 Ω_c 、搬送波位相 ϕ_c とクロック位相 τ_c とを推定することを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項5】 請求項4の測定装置において、上記第2手段の補正は、上記周波数誤差 Ω_c 、上記搬送波位相 ϕ_c 、だけ複素ベースバンド信号のそれらに対する補正であり、上記第3手段のデータ検出は上記クロック位相 τ_c のタイミングで行うことを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項6】 請求項5の測定装置において、上記第6手段は位相をおおまかにずらした複数の局部搬送波により上記複素ベースバンド信号をそれぞれ位相シフトし、これら各位相シフトされた信号を、おおまかに位相が選定された複数のクロック位相でそれぞれデータを検出し、これら検出データにより仮りの参照信号を作り、この各仮りの参照信号と、その作成に用いた上記位

相シフトされた複素ベースバンド信号との相互相関を求め、これら相互相関の最大のもつと対応する上記クロック位相より上記クロック位相 τ_c を求め、かつ上記最大のもつと対応する上記シフト位相を、複素ベースバンド信号の系列に対して、求めて繰返して更新し、これより上記搬送波位相 ϕ_c 及び上記周波数誤差 Ω_c を求める手段であることを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項7】 請求項3乃至6の何れかの測定装置において、上記第8手段は上記補正された複素ベースバンド信号を、位相 τ_c の2次関数の3つの係数で表現される係数列の3つのフィルタ特性によりフィルタリング処理して、位相特性が直線位相、振幅特性が、上記複素ベースバンド信号の通過帯域で平坦でサンプリングによるエリアシング成分を除去する第10手段と、これら3つのフィルタリング処理した信号と上記参照信号との相互相関をそれぞれ演算する第11手段と、これら相互相関演算結果を上記 τ_c の2次関数の3つの係数として、その2次関数の極大値となる τ_c を求めて上記クロック位相 τ_c とする第12手段と、上記第10手段の3つのフィルタリング処理結果を上記クロック位相 τ_c の2次関数の3つの係数とする2次関数として上記補間演算結果を得る第13手段とよりなることを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項8】 請求項3乃至7の何れかの測定装置において、上記第9手段は上記補間演算された複素ベースバンド信号と上記参照信号と相互相関を演算する第14手段と、その第14手段の演算結果から上記参照信号に対する上記補間演算された複素ベースバンド信号の位相変位を求めて上記搬送波位相 ϕ_c とする第15手段と、上記補間演算された複素ベースバンド信号と、時刻の単位である信号サンプル列の順序番号 k 及びその k^2 との各積を演算する第16手段と、その第16手段の k 及び k^2 との各積の結果と上記参照信号との相互相関をそれぞれ演算する第17手段と、第17手段で得られた2つの相互相関演算結果と上記第14手段で得られた相互相関演算結果とその積をそれぞれ演算する第18手段と、第18手段で得られた二つの積のうち、上記 k^2 の積と対応する積の実部で、上記 k の積と対応する虚部で除算して上記周波数誤差 Ω_c を得る第14手段とよりなることを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項9】 請求項5乃至8の何れかの測定装置において、上記入力デジタル直交変調信号はOQPSK信号の場合に、上記第3手段のデータ検出は、上記補正された複素ベースバンド信号の虚数部に対する検出を1/2クロック周期だけずらす遅延手段を含み、上記第3手段で得た検出データに対し、局部第1PN系

列と第2PN系列を同期させ、その同期した局部第1、第2PN系列を検出データとして上記第4手段へわたす第20手段を含むことを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項10】 請求項9の測定装置において、上記第20手段は上記第3手段で検出された実部データと虚部データとの一方のデータ系列及び直列とされた上記局部第1、第2PN系列をそれぞれ同一長の部分系列に分割する分割手段と、先頭の上記データの部分系列と、先頭の上記局部PN系列の部分系列とを取出す先頭取出し手段と、取出された両部分系列の相関を計算し、その相関値がしきい値を越えたか否かを判定する判定手段と、その判定手段がしきい値を越えないと判定すると上記局部第1、第2PN系列の位相を1クロックずらして上記分割手段へ戻るスライド手段と、上記判定手段がしきい値を越えたと判定すると次の上記データの部分系列を取出して上記判定手段に戻る部分系列更新手段とを上記データ部分系列の全てが連続してしきい値を越える同期したと判定する手段よりなることを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項11】 請求項10の測定装置において、上記部分系列更新手段は上記判定手段における相関値を累積加算する手段を含み、上記データ部分系列の全てが連続してしきい値を越えた際に、上記累積加算値が第2しきい値を越えた場合に同期と判定し、そうでない場合は上記スライド手段に移る手段を有することを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項12】 請求項9乃至11の測定装置において、上記第20手段の同期化において、上記入力デジタル直交変調信号の変調信号に対する上記局部第1、第2PN系列の位相差を検出し、この位相差から時間アライメント誤差と測定する第21手段を含むことを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項13】 請求項1乃至8の何れかの測定装置において、上記複素ベースバンド信号の実部及び虚部をそれぞれ第1PN系列による第1、第2マッチドフィルタ処理を行う手段と、上記複素ベースバンド信号の実部及び虚部を第2PN系列による第3、第4マッチドフィルタ処理を行う手段と、上記第1マッチドフィルタ処理結果と上記第4マッチドフィルタ処理結果とを加算する手段と、上記第2マッチドフィルタ処理結果と上記第3マッチドフィルタ処理結果とを加算する手段と、これら両加算手段の加算値の各自乗値又は各絶対値の和を求める手段と、この和出力として測定開始から最初にパルスが得られるまでの時間を求める手段と、この時間から時間アライメント誤差を求める手段とを含むことを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項14】 請求項9乃至13の何れかの測定装置

において、上記入力デジタル直交変調信号がOQPSK信号の場合に上記第3手段の上記遅延手段を有効とし、上記入力デジタル直交変調信号がOQPSK信号でない場合に、上記第3手段の上記遅延手段を無効とする切替え手段を含むことを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項15】 請求項14の測定装置において、上記第3手段で得た検出データに対する時間基準を抽出する第21手段を含み、上記入力デジタル直交変調信号がOQPSK信号の場合に上記第21手段にかえて上記第20手段を用い、上記入力デジタル直交変調信号がOQPSK信号でない場合に上記第20手段にかえて上記第21手段を用いる切替え手段を含むことを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【請求項16】 請求項14又は15の測定装置において、上記入力デジタル直交変調信号の変調形式に応じたフィルタ処理手段を上記第2手段と上記第3手段及び上記第5手段との間、また上記第4手段と上記第5手段との間にそれぞれ挿脱する切替手段を含むことを特徴とするデジタル直交変調信号のパラメータ測定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 現在、無線通信のデジタル化が本格化している。米国、日本、ヨーロッパでは、それぞれの地域ごとにTDMA方式によるデジタルセルラシステムが実用化されており、システムごとに標準となる規格が作成されている。規格には、システムで使用される送信器の最低限の性能、あるいは、その評価方法などが含まれる。一方、CDMA方式によるデジタルセルラシステムも、QUALCOMM社を軸にTIA/EIAのサブコミティー（TR45.5）にて規格化が進んでおり、送受信器の性能評価に関する規格がIS-98およびIS-97である。この発明は、IS-98およびIS-97中に定義されている“波形品質測定”や、PSK、FSK：QAMなどのデジタル直交変調信号の波形品質測定などに必要とするパラメータを測定する装置に係わり、特に測定対象となるRF（高周波）送信信号を、たとえば、スペクトラムアナライザなどを用いてダウンコンバートし、その後、適切なサンプリングレートでサンプリングし、さらに適切なビット数のA/D変換器を用いて、量子化変換を行ったデジタルデータに対してデジタル信号処理を行って搬送波周波数誤差、搬送波位相、クロック（シンボル）位相（タイミング）などのパラメータを測定する装置に関する。

【0002】

【従来の技術】すでに、NADCなどのTDMA方式のデジタルセルラシステムに対する変調精度測定システムが開発され、例えば米国特許第5,187,719号

(1993年2月16日発行)に示されている。これらは、一般的に図14に示されるような装置構成になっている。入力端子1、よりの測定対象となるRF(高周波)信号は局部発振器1の局部信号により、周波数変換器2で定められた周波数のIF(中間周波数)測定信号に変換され、さらに、測定対象帯域以外の周波数成分を除去するためにアナログ低域通過フィルタ3にとおされる。このフィルタ出力は、A/D変換器4において、サンプリングおよび量子化変換によりデジタルデータとされてバッファメモリ5に蓄えられる。このバッファメモリ5に蓄えられたIF信号をデジタル信号処理部6によって処理して最終的な測定量が得られる。

【0003】デジタル信号処理部6では図15に示すように図14中のバッファメモリ5に蓄えられたIF測定信号がベースバンド信号変換部7により、周波数ゼロ近傍にスペクトルを持つベースバンド測定信号に変換され、そのベースバンド信号補正部8で、測定項目を計算するのに適切な信号に変換される。また、信号補正部8では、測定項目を計算するのに必要な参照信号も生成する。最後に、測定項目計算部9において与えられた測定項目が例えば前記米国特許明細書で述べられているような信号処理アルゴリズムにより処理される。

【0004】この信号処理は図16に示すように、端子10よりの入力となるIF測定信号は、ベースバンド信号変換部7に供給される前にクロック位相推定部71に分岐入力されてクロック(シンボル同期)位相が推定され、この推定位相にもとずき入力IF信号がリサンブラ72で、補間演算を用いてサンプリングし直される。そのリサンブル出力が、ベースバンド信号変換部7によりベースバンド測定信号に変換される。ベースバンド信号変換部以降、測定項目計算部79に入力されるまでの部分が、図15の信号補正部8に対応している。

【0005】この信号補正処理はまずデータ検出部73で入力されたベースバンド測定信号から送信データの復調がおこなわれる。このとき、クロック位相、つまりシンボル同期位相がクロック位相推定部71より供給される。ここでの送信データの検出はいわゆる遅延検波に対応するものであり、周波数誤差や位相誤差を含んでいても可能なものである。ベースバンド信号変換部7からの出力信号は、その以前における周波数誤差や位相誤差を含んでいるからである。データ検出部73の出力である復調データは、時間基準抽出部74において、TDMAバースト内の時間位置を特定するために用いられる。つまり、あらかじめ決められたデータパターン(シンクワード:同期語)が1バースト内の特定の時間位置で送出されるので、このシンクワードを検出することにより時間位置が特定される。復調データはさらに、参照信号生成部76に供給され、参照信号が作成される。一方では、信号補正部75においてベースバンド測定信号の補正がおこなわれる。信号補正部75では、ベースバンド

測定信号と参照信号生成部76からの参照信号とを用いて、以下の処理を行う。

【0006】1. ベースバンド測定信号に含まれる、周波数誤差、位相誤差などのパラメータ(以後、送信パラメータと総称する)を推定する。

2. これらの推定送信パラメータを用いてコヒーレントな複素数正弦波を生成し、ベースバンド測定信号と乗算する。

3. また、IQ原点オフセットを推定して前記生成複素正弦波信号から差し引く。

【0007】以上によってベースバンド測定信号の補正が行われる。この補正された測定信号は、ルートナイキストフィルタ78によってフィルタリングされ、これによって、符号間干渉が取り除かれた信号波形となる。その後さらに、信号補正部75に入力され、上記1~3の処理が繰り返される。このようにして、信号補正部75による信号補正を何度か繰り返し、変化量があらかじめ定められているしきい値以下になったら信号補正を完了する。最後に補正された測定信号は、測定項目計算部79に供給される。しかし、従来においては繰返し収斂しないことがあった。以上が、従来技術の米国特許に示された変調精度測定の実例である。このアルゴリズムは変調方式として、 $\pi/4$ DQPSKを前提としており、OQPSK信号(オフセットQPSK信号)には適用できない。たとえば、クロック位相推定部71では測定信号を2乗し、シンボルクロック周波数を中心とするせまいBPF(帯域通過)フィルタを用いて波し、そのろ波出力であるクロック周波数成分の位相からクロック位相を求めている。 $\pi/4$ DQPSK、QPSK信号ではそのIF信号の2乗信号に、シンボルクロック周波数成分の線スペクトルのピークが存在するが、OQPSKではそのようなピークが存在せず、この従来方法を適用できない。また、OQPSK信号は、IQのクロストークが存在するために遅延検波方式によるデータ復調が行えない。一方、 $\pi/4$ DQPSK、QPSKでは、遅延検波方式によるデータ復調が可能である。更に従来の方法では場合によると、上記1~3の処理の繰返しも何回も行わなければならない、演算量が多く、かつ時間も長くなる問題があった。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】従来技術では、a. 遅延検波可能であること、b. 送信データを用いないクロック位相推定が可能であることなどの条件を満たした変調方式でなければデータ復調および、送信パラメータ推定ができない。たとえば、OQPSK変調信号は、これらの条件を満たさず、従来の測定アルゴリズムでは、波形品質測定ができなかった。

【0009】この発明の目的は前記条件を満たさないデジタル装置変調信号に対しても、データ復調(データ検出)および送信パラメータ推定を可能にした測定装置を

提供することにある。また、遅延検波が可能でない変調方式に対しては、同期検波によりデータ復調をおこなわなければならないが、同期検波では、受信信号（測定信号）のキャリア（搬送波）周波数とキャリア位相を知っている必要がある。一方、一般に送信パラメータのキャリア位相を推定するには復調データが必要となるので従来技術では、任意の変調方式に対応した送信パラメータ推定は困難となっていた。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明によれば、図17に示すように、デジタル信号とされた入力直交変調信号、つまり例えば図14中のバッファメモリ5からの信号は図15中のベースバンド信号変換部7で複素ベースバンド信号に変換され、その複素ベースバンド信号は図17中の粗信号補正部51で送信パラメータがあらく推定され、その推定値により複素ベースバンド信号が補正され、その補正された複素ベースバンド信号は必要に応じて受信フィルタ57を通して、データ検出部54及び精パラメータ推定部23へ供給される。データ検出部54でデータが検出され、この検出データは時間基準抽出部53を通じて参照信号生成部52へ供給され、その検出データに対する送信信号と対応した参照信号が生成され、その参照信号は必要に応じて受信フィルタ56を通じて精パラメータ推定部23へ供給され、精パラメータ推定部23で参照信号と補正された複素ベースバンド信号とから入力信号の周波数誤差、キャリア位相、クロック位相などのパラメータが推定される。必要に応じてそのパラメータを用いて補正された複素ベースバンド信号が精信号補正部55で更に補正され、測定項目計算部9へ供給される。

【0011】粗信号補正部51によって、あらく信号補正がおこなわれ、これによって同期検波によるデータ復調が可能となり、この復調データを用いて、再度、送信パラメータ推定を行い、推定精度を向上した推定が可能となる。また、この構成には、各測定アプリケーションごとのオプションを追加するのが容易である。たとえ *

$$X(k) = \sum_{m=0}^{M-1} r(k-m) \cos(\Omega_c(k-m)) u(m) \quad (1)$$

$$Y(k) = -\sum_{m=0}^{M-1} r(k-m) \sin(\Omega_c(k-m)) u(m) \quad (2)$$

上式でも明らかなように、低域通過フィルタ13、14は同一の特性が $u(k)$ のFIRフィルタで実現され、タ

【0015】 $\Omega_c = 2\pi f_c T_s$

ここでは、 $X(k)$ を実数部、 $Y(k)$ を虚数部とする複素数値信号 $Z(k)$ を定義し、これをベースバンド信号と呼ぶ。この発明ではこのベースバンド信号 $Z(k)$ は粗パラメータ推定部15へ供給され、ベースバンド信号 $Z(k)$ に含まれる送信パラメータ、つまり、サンプル当たり位相

*ば、IS-54Bの変調精度測定においては、測定時に受信フィルタ（ルートナイキストフィルタ）によるフィルタリングが必要となるが、粗信号補正部51、参照信号生成部52の直後に、これらの受信フィルタ57、56を設けることで実現可能である。その受信フィルタ56は、参照信号生成部52の中に取り込んでしまうこともでき、その方が効率がよい。

【0012】

【実施例】図1にこの発明の実施例を示す。この実施例は、QUALCOMM社CDMA方式送信器の波形品質測定を可能としており、QUALCOMM社CDMA方式では、上り回線、下り回線で変調方式としてそれぞれ、OQPSK、QPSK方式を用いている。この実施例では、スイッチのON/OFFでOQPSK、QPSKの何れの変調方式にも対応できる。QUALCOMM社CDMAシステムでは、デジタル変調におけるシンボルレートと拡散符号のチップレートとが等しくされている。従ってこの実施例ではシンボルレートをチップレートとも呼ぶ。チップレートの周波数を f_s にサンプリングレートの周波数を f_s とする。この実施例では、チップレートに対して変換器におけるサンプリングレートを8倍としている。つまり、 $f_s = R \cdot f_c$ 、 $R=8$ とされている。以後、 R のことをオーバーサンプリングレートと呼ぶことにする。

【0013】全体構成と処理の流れ

入力端子10よりのIF信号は、図14中のバッファメモリ5に蓄えられた信号データであって、このデータの k 番目の要素を $r(k)$ と記す。この入力IF信号に対して、 $\cos(\Omega_c k)$ 、 $-\sin(\Omega_c k)$ をそれぞれ、乗算器11、12により乗算し、これら乗算出力を低域通過フィルタ13、14に通すことにより、ベースバンド信号の同相成分 $X(k)$ 、および直交成分 $Y(k)$ を得る。これら同相成分 $X(k)$ 、直交成分 $Y(k)$ は次式で表わせる。

【0014】

変化量 Ω_c 、キャリア位相 ϕ_c 、そして、クロック（シンボル）位相 τ_c のおおよその値が推定される。粗パラメータ推定部15が、QPSK、OQPSKの両変調信号に対応するために、スイッチ31によって内部の切り替えが行われる。この推定された Ω_c と ϕ_c を用いて位相回転子生成部32で補正用複素数正弦波 $\exp[j(\phi_c + \Omega_c k)]$ が計算され、これが複素数乗算器16に供給され、ベースバンド信号 $Z(k)$ と複素数乗算されて、ベースバンド信号に対しキャリア位相が補正される。この補正された信号 $Z_1(k)$ は次式で表現される。

【0016】

$$Z_1(k) = Z(k) \cdot \exp[j(\phi_1 + \Omega_1 k)] \quad (3)$$

補正信号 $Z_1(k)$ は、受信フィルタであるコンプリメンタリフィルタ17を通じてデータ検出部18、19、デシメータ29へ供給される。コンプリメンタリフィルタ17は、スイッチ31によってオンオフされ、このオンオフは粗パラメータ推定部15、参照信号生成部21、加算器28の動作の切り替えと連動されている。これは、QUALCOMM社のCDMA方式において、下り回線がQPSK変調、上り回線がOQPSK変調であること、一方、下り回線用波形品質測定ではコンプリメンタリフィルタ17を用いることが規定されているが、上り回線用波形品質測定ではコンプリメンタリフィルタ17は必要とされていないことによる。つまり、QPSK変調方式のCDMAの受信機にはコンプリメンタリフィルタを挿入することが規定の規格で想定されているから、QPSK信号の測定にはコンプリメンタリフィルタ17、22を用いる。以下では、上り回線用波形品質測定の場合で説明するが、下り回線用波形品質測定でも同様である。所でQUALCOMM社のCDMAの送信側は図2に示すように両極NRZ信号が、このシンボル周期と同一チップ(クロック)周期の第1、第2拡散符号PN1、PN2が乗算器 M_1 、 M_2 でそれぞれ乗算され、これら乗算出力時の一方は遅延量で2分の1チップ周期、つまり $R/2$ だけ遅延され、それぞれ低域通過フィルタ LPF_1 、 LPF_2 を通され、更に乗算器 M_3 、 M_4 で余弦波搬送波信号 $\cos \omega t$ 、正弦波搬送波信号 $\sin \omega t$

* ωt が乗算され、これら乗算出力が合成されて、送信信号とされる。第1、第2拡散符号は同一周期長で相関が一樣に少ないものである。この発明が対象としている波形品質測定においては両極NRZ信号が入力されないで常に+1の信号が入力される場合の送信信号が試験信号として用いられる。

【0017】図1の説明に戻って、粗パラメータ推定器15で推定されたクロック(シンボル)位相 τ_1 はデータ検出部18へ供給され、また加算器28へ供給される。加算器28ではOQPSK変調信号の測定時には、 τ_1 は $\tau_0 = R/2$ を、QPSK変調信号の測定時には τ_1 に $\tau_0 = 0$ をそれぞれ加算してデータ検出部19へタイミング(位相)を供給する。加算器28での $\tau_0 = 0$ と $\tau_0 = R/2$ の切り替えはスイッチ31のオンオフで制御される。

【0018】上り回線用波形品質測定、つまりQPSK変調信号の測定では、複素数乗算器16の出力 $Z_1(k)$ の実数部が直接データ検出部18、虚数部が直接データ検出部19にそれぞれ供給される。データ検出部18では、シンボル判定点のデータ、つまり入力されたクロック位相 τ_1 から8おきのデータの正負を判定し、正であれば1、負であれば0を復調データ $a(n)$ として出力する。これは次式のように表せる。

【0019】

$$a(n) = \{\text{Sign}[\text{Re}[Z_1(\tau_1 + 8n)]] + 1\} / 2 \quad (4)$$

$$(n = 0, 1, \dots)$$

ここで、 $\text{Sign}[x]$ は x の符号(正負)に対応して+1又は-1を出力する関数であり、 $\text{Re}[z]$ は複素数の実数部を示す。データ検出部19においても同様に、次式で※

※表される数式にて復調データ $b(n)$ を出力する。

【0020】

$$b(n) = \{\text{Sign}[\text{Im}[Z_1(\tau_1 + \tau_0 + 8n)]] + 1\} / 2 \quad (5)$$

$$(n = 0, 1, \dots)$$

$\text{Im}[z]$ は z の虚数部を示す。これら復調データ $a(n)$ 、 $b(n)$ はPN位相同期部20(従来技術の時間基準抽出部74と対応)に供給される。PN位相同期部20では、受信CDMA信号の拡散符号PNの位相を判定することによって、真の送信データに変換して出力する。これは、測定対象となる送信信号のSNが悪く、データ検出に誤りを生じる可能性が高い場合必要となる。また、QUALCOMM社のCDMA方式においては、拡★

★散に用いられるPN系列が、時間基準として用いられるので、PN位相同期部20で時間基準の抽出もおこなう。

【0021】参照信号生成部21では、検出した送信データ $a(n)$ 、 $b(n)$ を元に、理想的な送信信号を参照信号 $R(k)$ として生成する。このとき、オーバーサンプリングレートは4倍サンプリングである。この参照信号は次式で表わせる。

$$R(k) = \sum_{n=[(k-L)/R]}^{n=[(k+L)/R]} I(n) \cdot u(k-nR) + j \sum_{n=[(k-L)/R]}^{n=[(k+L)/R]} Q(n) \cdot u(k-nR-\tau_0) \quad (6)$$

Σ は $n = [(k-L)/R]$ から $[(k+L)/R]$ まで、

$$I(n) = 2 \cdot a(n) - 1 \quad (7)$$

$$Q(n) = 2 \cdot b(n) - 1 \quad (8)$$

$$R = 4$$

ただし、 $u(t)$ はベースバンドフィルタの特性、 R はオーバーサンプリングレート、 $2L+1$ はフィルタタップ長である。また、 $[\]$ はガウス記号である。

【0022】生成した参照信号 $R(k)$ と補正信号 $Z_1(k)$ の時間的な対応関係を示す前記検出クロック位相 τ_1 がデシメータ29にも供給されている。デシメータ29で

は、この値 τ_1 を元に補正信号 $Z_1(k)$ から参照信号に対応するサンプルのみからなるデータ系列になるように間引く。ここで、補正信号 $Z_1(k)$ のサンプリングレートはシンボルレートの8倍から4倍に下がる。デシメータ2*

$$Z_1(k) = Z_1(\tau_1 + 2k) \quad (k=0, 1, \dots) \quad (9)$$

つまり、元の補正信号の τ_1 番目から1つおきに出力される。クロック位相推定および補間処理部24では、この間引かれた補正信号 $Z_1(k)$ と、参照信号 $R(k)$ を用いて、サンプリング間隔以下のクロック位相誤差を求める。さらに、補間演算を用いてサンプリング点とシンボル点が一致するようにする。このようにして、補間処理された信号 $Z_2(k)$ を出力する。この信号 $Z_2(k)$ は、キャリア位相周波数誤差推定部25に供給され、キャリア位相 ϕ_1 、周波数誤差 Ω_1 を推定する。さらに、これら推定された値 ϕ_1 、 Ω_1 を用いて、位相回転子生成部33で正弦波形 $\exp[j(\phi_1 + \Omega_1 k)]$ を生成して複素数乗算器26に供給する。複素数乗算器26では、信号 $Z_2(k)$ と $\exp[j(\phi_1 + \Omega_1 k)]$ の乗算により、信号 $Z_2(k)$ を補正して、補正が完了した信号 $Z_3(k)$ を得る。この信号 $Z_3(k)$ が、測定項目計算部27に供給され、波形品質、IQ原点オフセット、変調精度などが計算される。

【0024】以下では、図1中の粗パラメータ推定部15、クロック位相推定および補間処理部24、キャリア位相周波数誤差推定部25、測定項目計算部29での具体的処理を説明し、最後に、この実施例において実現さ※

$$\mathbf{X}(m) = (X(L \cdot m), X(L \cdot m + 1), \dots, X(L \cdot m + L - 1)) \\ (m=0, 1, \dots, M-1) \quad (10)$$

$$\mathbf{Y}(m) = (Y(L \cdot m), Y(L \cdot m + 1), \dots, Y(L \cdot m + L - 1)) \\ (m=0, 1, \dots, M-1) \quad (11)$$

また、 $\mathbf{Z}(m)$ を、 $\mathbf{X}(m)$ を実数部、 $\mathbf{Y}(m)$ を虚数部とする複素数ベクトルとして定義しておく。図3においてベクトルの通路は太線で表す。データバッファ101、102からは、 $\mathbf{X}(m)$ 、 $\mathbf{Y}(m)$ がそれぞれ $m=0, 1, \dots, M-1$ の順に出力され、データセクタ103では、その最初のベクトル $\mathbf{Z}(0)$ のみ初期値推定部104に出力し、残りを線形回帰計算部105に出力する。

初期値推定部104

初期値推定部104では、クロック(シンボル)位相 τ_1 と初期位相値 ϕ_1 を推定し、これを線形回帰計算部105に出力する。初期値推定部104内部の動作を図4に従って説明する。データセクタ103からの出力 $\mathbf{Z}(0)$ は複素数乗算器111~113に供給される。これら乗算器は、実際には16個用意される。複素数乗算器111は、複素数 $\exp(-j2\pi 0/16)$ (=1)と複素数ベクトル $\mathbf{Z}(0)$ との乗算をおこなう。つまり、ベクトル $\mathbf{Z}(0)$ の各要素 $Z(i)$ ($i=0, 1, \dots, L-1$)それぞれに対し、 $\exp(j2\pi 0/16)$ を乗算する。

*9の入力となる補正信号 $Z_1(k)$ を右辺に、出力となる補正信号 $Z_1(k)$ を左辺にしてその関係を数式で表現すると次式となる。

【0023】

※れている時間アライメント誤差(Time Alignment Error)測定(IS-97, IS-98で規格化されている)に関して説明する。

粗パラメータ推定部15

図3に示すように図1中の低域通過フィルタ13、14からの出力 $X(k)$ 、 $Y(k)$ は、一旦、データバッファ101、102に蓄えられる。データバッファ101、102のサイズ N は

$$N = L \cdot M$$

$$L = K \cdot R$$

$$R = 8$$

で与えられる。ただし R はオーバーサンプリングレート、 M は分割数、 K は分割チップ数である。 M 、 K は、この推定部15のアルゴリズム的性能を決めるパラメータであって、あらかじめ与えられる。たとえば、 $K=4$ 、 $M=8$ とすると、許容周波数誤差1.4kHz以下、周波数推定精度30Hz以下となる。

【0025】データバッファ101、102では、蓄えられた $X(k)$ 、 $Y(k)$ を L サンプルずつの部分系列に分割する。これら部分系列をベクトル $\mathbf{X}(m)$ 、 $\mathbf{Y}(m)$ として定義する。

【0026】同様に、残りの15個の乗算器は、 $\mathbf{Z}(0)$ に対し、 $\exp(j2\pi 1/16) \sim \exp(-j2\pi 15/16)$ の値をそれぞれ乗算する。つまり、これら16個の複素数乗算器111~113の出力は、ベクトル $\mathbf{Z}(0)$ は仮のキャリア位相 $\exp(-j2\pi p/16)$ ($p=0, 1, \dots, 15$)を乗算したブランチ出力となる。

【0027】この各ブランチ出力に対しては、同様の処理がおこなわれる。たとえば、乗算器111の出力は、同等の処理をおこなう4つのデータ検出および参照信号生成部114~117に供給される。これら生成部114~117にはそれぞれ、4つの異なる仮のクロック(シンボル)位相($\tau=0, 1, 2, 3$; サンプル単位)0T、 $\sim 3T$ が与えられ、これに基づいてデータ検出がされ、さらに、その検出データにより参照信号作成が行われる。このCDMA方式信号は1チャンネルとQチャンネルとでシンボル位相が $T/2$ ずれているから、1シンボル周期8サンプル中の連続する4サンプルを調べればシンボルのエッジ、つまりシンボル位相を検出できるから、これと対応して後のクロック位相を前述のよう

に4つとしている。データ検出および参照信号生成部の内部構成を、図5に示す。この生成部は基本的に図1中のデータ検出部18、19、参照信号生成部21、加算器28、デシメータ29と対応するデータ検出部173、174、参照信号生成部175、加算器177、デシメータ179からなる。

【0028】図4において、データ検出および参照信号生成部への複素数乗算器からの入力は複素数ベクトルであるが、図5では、複素数ベクトル Z を実数部、虚数部の実数ベクトル X 、 Y に分けて、一旦、データバッファ171、172に格納する。データバッファ171、172からは、図1と同様に、 X 、 Y の各要素が、時系列データとしてデータ検出部173、174に供給される。データ検出部173、174ではそれぞれ τ_1 、 τ_2 、 τ_3 の位相(τ は図4中の0Ts、1Ts、2Ts、3Tsの何れか)で入力データサンプリングされ、かつ判定される。参照信号生成部175からのデータはデータバッファ176に一旦格納され、その後、複素数ベクトルとして出力され、デシメータ179からのデータもデータバッファ176と同様にデータバッファ178に一旦格納された後、ベクトルとして出力される。

【0029】このようにして、それぞれの仮のキャリア位相に応じたブランチは、さらに仮のクロック位相に応じた4つのブランチに分岐される。これらの各ブランチの出力を区別するために、データ検出および参照信号生

$$\tau_1 = S$$

$$\phi_0 = p\pi/16 + \text{Arg}[C_{p,s}]$$

ここで、 $\text{Arg}[]$ は、複素数の位相角を求める関数である。

線形回帰計算部105

初期値推定部104で求めたクロック位相 τ 、およびキャリア位相初期値 ϕ_0 は図3中の線形回帰計算部105に与えられる。また、図3におけるデータセクタ103からの出力 $Z(m)$ ($m=1, 2, \dots, M-1$)も時系列として、線形回帰計算部105に供給される。線形回帰計算部105の内部動作を図6を参照して説明する。データセクタ103からのベクトル $Z(m)$ は複素数乗算器151にて、位相回転子生成部158からの出力と掛け合わされる。位相回転子生成部158では、レジスタ156、157にそれぞれ格納されている位相、 $\Delta\phi$ 、 ϕ から、複素数値 $\exp[-j(\phi + \Delta\phi)]$ を計算し乗算器151へ出力する。レジスタ15※

$$C(m) = \sum Z'(m, 1) \cdot R^*(m, 1) \quad (14)$$

ただし Σ は $l=0$ から $L'-1$ まで、 $Z'(m, 1)$ は、ベクトル $Z'(m)$ の1番目の要素、 $R(m, 1)$ は、ベクトル $R(m)$ の1番目の要素で、 L' は要素数である。この、相互相関値 $C(m)$ は、順次パラメータ値★

$$\phi(m) = \phi(m-1) + \text{Arg}[C(m)] + \Delta\phi(m-1) \quad (15)$$

$$S_0(m) = S_0(m-1) + \phi(m) \quad (16)$$

* 成部からの出力はそれぞれ、ブランチに応じた添字をつける。つまり、参照信号ベクトル $R_{p,s}$ とこれに対応した測定信号 $Z_{p,s}$ は、キャリア位相に対応した添字 p ($p=0, 1, \dots, 15$; 位相 $\exp(-j2\pi p/16)$)とクロック位相に対応した添字 s ($s=0, 1, 2, 3$)を持つ。

【0030】図4の相互相関値計算部118~124では、各生成部からの参照信号ベクトル $R_{p,s}$ と測定信号ベクトル $Z_{p,s}$ との相互相関値 $C_{p,s}$ をそれぞれ計算し、すべてのブランチの相互相関値 $C_{p,s}$ ($p=0, 1, \dots, 15$; $S=0, 1, 2, 3$)が最適値選択部122に供給される。最適値選択部122では、供給された相互相関値($C_{0,0}, C_{1,0}, \dots, C_{15,3}$)から以下の手順により正しいキャリア位相、正しいクロック位相を求める。

1. 相互相関値 $C_{p,s}$ の絶対値の2乗が最大となる(p, S)の組を求める。複数组存在する可能性がある。
2. この求めた最大となった組中で、 $C_{p,s}$ の実数部が最大となる(p, S)の組を求める。これはただひとつのみ存在し、このときの p, S の値を最適値として選ぶ。

【0031】選ばれた p, S の値を用いて、クロック位相 τ 、およびキャリア位相初期値 ϕ_0 が以下のように計算される。

$$(12)$$

$$(13)$$

※6、157内の各位相の初期値は、0、 ϕ_0 である。複素数乗算器151の出力は、データ検出および参照信号生成部152に供給される。この生成部152は、図4中のデータ検出および参照信号生成部114~117と同様の構成をしており、ここではクロック位相として、図3の初期値推定部104で求めた τ_1 が与えられる。データ検出および参照信号生成部152で生成された参照信号ベクトル $R(m)$ とこれに対応する測定信号ベクトル $Z'(m)$ は、相互相関値計算部154に供給され、相互相関値 $C(m)$ が計算される。相互相関値計算部154は、図4中の相互相関値計算部118~124での演算と同様の演算を行うものであり、次式によって相互相関値を計算する。

$$[0032]$$

★計算部155に出力される。順次パラメータ値計算部155では、次式に従って、各パラメータの現在の値を計算する。

$$[0033]$$

$$(15)$$

$$(16)$$

15

$$S_1(m) = S_1(m-1) + (m+1) \cdot \phi(m)$$

$$\Delta\phi(m) = [6 \{2 \cdot S_1(m) - (m+2) S_0(m)\}] / (m(m+1)(m+2))$$

16

(17)

(18)

1時刻前の $\Delta\phi$ 、 ϕ の値はレジスタ156、157から供給される。また、 S_0 、 S_1 は順次パラメータ値計算部155の内部変数である。計算された $\Delta\phi$ 、 ϕ の現在の値は、それぞれレジスタ156、157に格納され、ベクトル $Z(m)$ の次の時系列データに対して同様の処*

*理が繰り返される。このように、 $m=1$ から $M-1$ まで順次各パラメータ値が更新され、最後に次式によりサンブル当り位相変化量 Ω_1 、キャリア位相 ϕ_1 を求め、これが粗パラメータ推定部15の出力となる。

【0034】

$$\phi_1 = \{-6 \cdot S_1(M-1) + 2(2M+1) S_0(M-1)\}$$

$$/ (M(M-1)) + \Delta\phi(M-1) / 2$$

(19)

$$\Omega_1 = \Delta\phi(M-1) / L$$

(20)

精パラメータ推定部23

図1中の精パラメータ推定部23は、クロック位相誤差、キャリア周波数誤差のさらに精度の高い推定をおこなう。ここではまず、クロック位相推定および補間処理部24においてクロック位相誤差の推定と補間処理による信号の補正をおこなう。補正された信号は、さらにキャリア位相周波数誤差推定部25でキャリア位相、周波数誤差を推定し、この値を用いて複素数正弦波を生成し、これを処理部24からの補正された信号に乗算することにより信号の補正が行われる。これによって本アルゴリズムにおける、クロック位相とキャリア位相周波数※

※による信号補正は完了し、補正された信号は、測定項目計算部27に供給される。

【0035】まず、精パラメータ推定部23の動作原理を説明し、具体的な計算手段としてクロック位相推定および補間処理部24とキャリア位相周波数誤差推定部25に分けて説明する。クロック位相 τ 、キャリア位相 ϕ 、キャリア周波数 f の推定原理は、次式で与えられる対数尤度関数を最大とするようにパラメータ τ 、 ϕ 、 f を求めるものである。

【0036】

$$\Lambda_1(\phi, f, \tau) = \text{Const.} \{ \exp(-j\phi) C(f, \tau) + \exp(j\phi) C^*(f, \tau) \}$$

(21)

ただし、 $C(f, \tau)$ は次式で与えられる。

$$C(f, t) = \int_{-T}^0 Z(t-\tau) \exp(-j2\pi f t) R^*(t) d\tau$$

(22)

ここで、 $Z(t)$ 、 $R(t)$ は測定信号および参照信号、また、 T は(パラメータ推定のための)測定時間である。ここでは、これらの信号は連続信号である。一方、図1で用いた信号は離散信号であるが、離散信号と連続信号は、同一の信号では以下の関係がある。たとえば、参照信号の連続表現 $R(t)$ と離散表現 $R(k)$ の間には次の関係がある。

$$[0037] R(k) = R(kT_s)$$

ここで、サンプリング間隔 T_s は、サンプリング周波数 f_s の逆数であり、精パラメータ推定部23において

★は、オーバーサンプリングレートは4倍である。

$$f_s = R \cdot f_c$$

$$R = 4$$

さて、この推定原理は、たとえば、文献 McGraw-Hill 1989年発行 Proakis 著「Digital Communication」第2版333頁、(4, 5, 71)式で対応するものが導出されている。具体的に解くために、それぞれのパラメータで微分した式をゼロとおいた以下の連立方程式を、パラメータ ϕ 、 f 、 τ について解く。

【0038】

$$\exp(-j\phi) C(f, \tau) - \exp(j\phi) C^*(f, \tau) = 0$$

(23)

$$\exp(-j\phi) \partial C / \partial \tau + \exp(j\phi) \partial C^* / \partial \tau = 0$$

(24)

$$\exp(-j\phi) \partial C / \partial f + \exp(j\phi) \partial C^* / \partial f = 0$$

(25)

これらを連立して解くと ϕ を含まない以下の連立方程式に变形できる。

☆

$$\partial |C(f, \tau)|^2 / \partial \tau = 0$$

(26)

$$\partial |C(f, \tau)|^2 / \partial f = 0$$

(27)

精パラメータ推定部23で用いられる推定手段は、これら(23)～(27)式に基づいている。前提として、粗パラメータ推定部15でだいたいのパラメータの値は推定され、その値によって信号は補正されているので、精パラメータ推定部23で推定すべきパラメータの値は

十分にゼロに近く、よって、(23)～(27)式に対して近似を用いても十分な精度で計算できることである。精パラメータ推定部23で用いる計算手段は、以下のようにして具体的に(23)～(27)式を用いてパラメータ値を計算する。

ステップ1. $f=0$ として、(26)式から τ を求め
る。これは、粗パラメータ推定部15において推定周波
数 f が推定誤差30Hz程度以下で求められていること
を前提にしている。このとき、(26)式において $f=$
 0 とする近似は妥当である。また同様に、 τ は $T_c/8$
の分解能(A/Dでのサンプリング間隔)で求められて
いることを前提にしている。

ステップ2. $f=0$ として、求まった τ を用いて、(2
3)式から ϕ を求める。これは、粗パラメータ推定部1
5において f が推定誤差30Hz程度以下で求められて
いることを前提にしている。このとき、(23)式にお
いて $f=0$ とする近似は妥当である。

$$C(0, \tau) = T_s \sum_{k=0}^{K-1} Z(kT_s, -\tau) \cdot R^*(kT_s, \tau) \quad (28)$$

ただし Σ は $k=0$ から $K-1$ まで、 $T_s = T_c/4$ であ
る。また、測定時間 $T_s = KT_s$ とした。(28)式の表現
では、 τ の値に応じて、任意の時刻の測定信号 $Z(t)$ の
値がわかっていなければならないように見える。しか
※

$$Z(t) = \sum_n Z(nT_s) \cdot s(t - nT_s) \quad (29)$$

ここで、 Σ は $n=-\infty$ から ∞ まで $s(t)$ は補間フィルタ
の特性であり、その周波数応答は、位相特性は直線位相
であり、振幅特性は $Z(t)$ の通過帯域ではフラットで、
サンプリングによるエリアシング成分をカットするよう★

$$s(t) = 0 \quad (|t| > T_s/2) \quad (30)$$

である。このとき、測定信号は以下のように書ける。

$$Z(kT_s, -\tau) = \sum_{m=-M}^{M-1} Z(kT_s, -mT_s) \cdot s(mT_s, -\tau) \quad (31)$$

ただし、 $T_s = (2M+1)T_s$ とおいた。(31)式を用
☆のように表現できる。

いと、(28)式は離散信号 $Z(k)$ 、 $R(k)$ を用いて次式★

$$C(0, \tau) = T_s \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=-M}^{M-1} Z(k-m) s(mT_s, -\tau) \cdot R^*(k) \quad (32)$$

ただし、測定時間を KT_s ($k=0 \sim K-1$)とする
と、 $Z(k)$ は $k=-M \sim K+M-1$ の時間で測定されな
◆ $s_m(\tau) \equiv s(mT_s, -\tau)$ を以下のように τ の2次式で近似する。

$$s_m(\tau) = a_m + b_m \tau + c_m \tau^2 \quad (33)$$

ただし、推定すべき τ は、 $|\tau| < T_s/4$ の範囲にあ
※ると $C(0, \tau)$ は次式で与えられる。

$$C(0, \tau) = T_s \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \sum_{m=-M}^{M-1} Z(k-m) (a_m + b_m \tau + c_m \tau^2) \quad (34)$$

$$= T_s (A + B\tau + C\tau^2) \quad (35)$$

ただし、 A 、 B 、 C は次式で与えられる。

$$A = \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \cdot a^*(k) \equiv \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \sum_{m=-M}^{M-1} Z(k-m) a_m \quad (36)$$

$$B = \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \cdot b^*(k) \equiv \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \sum_{m=-M}^{M-1} Z(k-m) b_m \quad (37)$$

$$C = \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \cdot c^*(k) \equiv \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \sum_{m=-M}^{M-1} Z(k-m) c_m \quad (38)$$

(26)式に(35)式を代入し、 τ に対する方程式をもとめ
※
る。

$$\text{Re}[C(0, \tau) \partial C^*(0, \tau) / \partial \tau] = (T_s)^2 \text{Re}[(A + B\tau + C\tau^2)(B^* + 2C^*\tau)] = 0 \quad (39)$$

これは、 τ に対する3次方程式であるが、 τ は小さいと
※を求める計算式が与えられる。
して1次近似を用いると、次式によってクロック位相 τ 50

*ステップ3. 求まった τ 、 ϕ を用いて、(25)式から
 f を求める。ここでも、粗パラメータ推定部15におい
て f が推定誤差30Hz程度以下で求められていること
を前提にしている。

【0040】以下、具体的に上記計算過程を記述する。
クロック位相推定および補間処理部24

この処理部24では、上記ステップ1を具体的に実施
し、さらに、補間演算処理をおこなうことによって、サ
ンプリング点とシンボル点が一致するように信号補正を
おこなう。

【0041】まず、 $C(0, \tau)$ を以下のように積分を
和に置き換えて表現すると

※し、 $Z(t)$ は帯域制限された信号であり、連続信号 Z
(t)は、離散信号 $Z(k)$ によって以下のように表現され
る。

★に設計される。実際には(29)式の和は有限区間でおこな
わなければならない。そのために、補間フィルタはゼロ
位相で、応答時間が T_s であるとする。つまり、

30◆なければならない。つぎに、 $s_m(\tau) \equiv s(mT_s, -\tau)$ を以下のように τ の2次式で近似する。

※ると $C(0, \tau)$ は次式で与えられる。

※【0042】

※

$$\tau = -\operatorname{Re} [AB^*] / (|B|^2 + 2\operatorname{Re} [AC^*]) \quad (40)$$

求まった τ の値によって測定信号 $Z(k)$ を補正する。補正された測定信号は $Z(kT_s - \tau)$ であるから(31)式がわかる。

$$\begin{aligned} Z(kT_s - \tau) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} Z(k-m) s(mT_s - \tau) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} Z(k-m) (a_m + b_m \tau + c_m \tau^2) \\ &= a'(k) + b'(k) \tau + c'(k) \tau^2 \end{aligned} \quad (41)$$

ここで、 $a'(k)$ 、 $b'(k)$ 、 $c'(k)$ は、それぞれ(36)、(37)、(38)式を計算する過程において求められている。

【0043】補間フィルタの特性 $S_m(\tau)$ は例えば次のようにして求める。ナイキストフィルタ(Raised-Cosine)を基本として、インパルス応答の※

$$\begin{bmatrix} A & B \\ B & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_m \\ c_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_m \\ E_m - \sigma_m(0)A \end{bmatrix}$$

$$A = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} d\eta = 1/96, B = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} d\eta = 0$$

$$C = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} d\eta = 1/2560, D_m = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} \sigma_m(\eta) d\eta$$

$$E_m = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} \sigma_m(\eta) \eta^2 d\eta, \eta = \tau / (T_c / 2) \quad 20$$

から b_m 、 c_m を求め、 $a_m = \sigma_m(0)$ とする。

【0044】以上の計算手段を、図7に示す。以上説明したクロック位相推定および波形補間処理部24で行う計算における測定信号 $Z(k)$ は、図7(図1)において信号 $Z_1(k)$ として入力される。この測定信号 $Z_1(k)$ はフィルタA201、フィルタB202、フィルタC203ではそれぞれフィルタ係数 a_m 、 b_m 、 c_m を用いて(36)~(38)式の右辺中のフィルタ演算処理がおこなわれ、 $a'(k)$ 、 $b'(k)$ 、 $c'(k)$ として出力される。★30

$$\exp(-j\phi) C(0, \tau) - \exp(j\phi) C^*(0, \tau) = 0 \quad (42)$$

この(42)式を簡単化すると $\exp(j\phi) = C(0, \tau)$ となる。ただし、 τ は先にもとめたクロック位相で★ある。先に、補正された測定信号 $Z_1(k)$ を $Z(k)$ とすると(28)式の関係から次式で与えられる。

$$\exp(j\phi) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} Z(k) \cdot R^*(k) \quad (43)$$

これより、キャリア位相 ϕ を求める計算式は次式となる。◆ ◆

$$\phi = \operatorname{Arg} [\sum_{k=-\infty}^{\infty} Z(k) \cdot R^*(k)] \quad (44)$$

つぎに、ステップ3では、次式を用いて周波数誤差 f を★求めめる。

$$\partial \operatorname{Re} [\exp(-j\phi) C(f, \tau)] / \partial f = 0 \quad (45)$$

ϕ 、 τ は、先に求めたキャリア位相、クロック位相である。※ (f, τ) は(42)式から次式で与えられる。★40

$$C(f, \tau) = T_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} Z(k) \exp[-j2\pi f k T_s] \cdot R^*(k) \quad (46)$$

これを、(45)式に代入すると次式となる。

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} [\exp(-j\phi) \sum_{k=-\infty}^{\infty} (-j2\pi k T_s^2) Z(k) \\ \exp[-j2\pi f k T_s] \cdot R^*(k)] = 0 \end{aligned} \quad (47)$$

推定すべき周波数誤差 f と測定時間 $K T_s$ の積は十分に★小さく、次式の近似が成り立つとする。

$$\begin{aligned} \exp[-j2\pi f k T_s] &= 1 - j2\pi f k T_s, \\ (k &= 0, 1, \dots, K-1) \end{aligned} \quad (48)$$

(48)式を(47)式に代入すると、周波数誤差 f を求める計★算式が次式で与えられる。

$$f = (1/2\pi T_s) \operatorname{Im} [\exp(-j\phi) \sum_{k=-\infty}^{\infty} k Z(k) R^*(k)] /$$

※NVL C間隔を $T_c/2$ ($T_c/4 = T_s$)とし、ロールオフファクタを0.4として、 $|t| > 4 T_c$ でインパルス応答はほとんどゼロとし、長さ T_s の区分ごとに補間フィルタのインパルス応答を2次式 $\sigma_m(\eta) = \sigma(m/2 - \eta)$ で近似して(m は区間番号)、

★これらの出力は相互相関値計算部204、206に参照信号 $R(k)$ と共に供給され、それぞれ(36)~(38)式の左辺 A 、 B 、 C が計算されてクロック位相計算部207に供給される。クロック位相計算部207では、(40)式によってクロック位相 τ_1 が計算される。 τ_1 の単位はフィルタ係数 a_m 、 b_m 、 c_m の与え方によってかわる。前述の例では $T_c/2$ が単位となる。また、補間演算処理部208に $a'(k)$ 、 $b'(k)$ 、 $c'(k)$ および τ_1 が供給され、(41)式によって補正信号 $Z_1(k)$ が計算される。

キャリア位相周波数誤差推定部25

図1中のキャリア位相周波数誤差推定部25は先に示したステップ2、3を具体的実施する。まず、ステップ2では、次式を用いてキャリア位相 ϕ を求める。

$$\text{Re} [\exp(-j\phi) \sum_{k=0}^{K-1} k^2 Z(k) R^*(k)]$$

あるいは、サンプル当りの位相変化量 $\Omega = 2\pi T$, f は * * 次式で与えられる。

$$\Omega = \text{Im} [\exp(-j\phi) \sum_{k=0}^{K-1} k Z(k) R^*(k)] /$$

$$\text{Re} [\exp(-j\phi) \sum_{k=0}^{K-1} k^2 Z(k) R^*(k)]$$

(49)

以上の計算手段を図 8 に示す。以上説明したキャリア位相、周波数誤差の演算に用いた補正された測定信号 $Z(k)$ がこのキャリア位相周波数誤差推定部 25 に信号 $Z(k)$ として入力される。この信号 $Z(k)$ はまず、相互相関値計算部 221 に供給され、(43)式の演算により $\exp(-j\phi)$ が計算される。また、信号 $Z(k)$ は複素数乗算器 224 に供給されて k と乗算され、その出力 $k Z(k)$ が相互相関値計算部 222 に供給されて、 $\sum_{k=0}^{K-1} k Z(k) R^*(k)$ が演算される。 $k Z(k)$ は複素数乗算器 225 にも供給されて整数 k と乗算され、その出力 $k^2 Z(k)$ が相互相関値計算部 223 に供給されて $\sum_{k=0}^{K-1} k^2 Z(k) R^*(k)$ が演算される。

【0045】これら相互相関値計算部 222, 223 の出力は、それぞれ複素数乗算器 230, 231 にて \exp *

$$\rho = |\sum_{k=0}^{K-1} Z(k) R^*(k)|^2 / \sum_{k=0}^{K-1} |Z(k)|^2$$

$$\sum_{k=0}^{K-1} |R(k)|^2$$

(51)

この計算式は、IS-98 に定義されている Waveform Quality Factor に対応している。変調精度、IQ 原点オフセットは従来技術と同様につきのようにして求める。

【0047】複素数値のパラメータ、 α_0 , B_0 を \sum *

$$B_0 = (\sum_{k=0}^{K-1} R(k) \cdot \sum_{k=0}^{K-1} |Z_3(k)|^2 - \sum_{k=0}^{K-1} R(k) Z_3^*(k) \cdot \sum_{k=0}^{K-1} Z_3(k)) / (\sum_{k=0}^{K-1} |Z_3(k)|^2 - K \sum_{k=0}^{K-1} |Z_3(k)|^2)$$

(52)

$$\alpha_0 = (\sum_{k=0}^{K-1} R(k) \cdot \sum_{k=0}^{K-1} Z_3^*(k) - K \sum_{k=0}^{K-1} R(k) Z_3^*(k)) /$$

$$(\sum_{k=0}^{K-1} |Z_3(k)|^2 - K \sum_{k=0}^{K-1} |Z_3(k)|^2)$$

(53)

これら求めた α_0 , B_0 より、変調精度、IQ 原点オフセットは次式によって計算される。

$$\text{変調精度} : \text{Sqrt} [\sum_{k=0}^{K-1} |E(k)|^2 / \sum_{k=0}^{K-1} |R(k)|^2]$$

ただし、 $E(k) \equiv R^*(k) - \alpha_0 Z_3(k) + B_0$ である。

$$\text{IQ 原点オフセット} : \text{Sqrt} [K |B_0|^2 / \sum_{k=0}^{K-1} |R(k)|^2]$$

時間アライメント誤差測定

ここで述べる時間アライメント誤差測定は、IS-98 において、“波形品質測定”の 1 測定項目として与えられている。この測定を実現するためには図 9 に示すように、移動通信の無線基地局送信機と対応する。パイロット信号発生器 401 から通常の下り信号と同様の無線チャネル信号がパイロット信号として、QUALCOMM 社の CDMA 方式移動端末である被試験機 402 に供給される。このパイロット信号は図 2 で説明したものと同一無相関な 2 つの PN 系列データを QPSK 変調したものである。被試験機 402 からは、受信したパイロット信号に同期して、同じ PN 系列データで拡散された OQPSK 変調した図 2 の送信信号 (上り信号) を出力するように決められている。

【0049】時間アライメント誤差測定は、被試験機 4

* $p(-j\phi)$ と乗算される。複素数乗算器 230, 231 の出力はそれぞれ $\text{Im}[\]$ 演算部 227, $\text{Re}[\]$ 演算部 228 にて、それぞれの虚数部、実数部が計算される。これらの出力は (50) 式の分子および分母の値であり、除算器 229 にて、サンプル当りの位相変化量 Ω が計算される。

【0046】一方、相互相関値計算部 221 の出力は、 $\text{Arg}[\]$ 演算部 226 にも供給されてキャリア位相 ϕ が計算される。

測定項目計算部 27

図 1 中における測定項目計算部 27 では、複素数乗算器 26 の出力 $Z(k)$ 、参照信号生成部 21 の出力 $R(k)$ を用いて、波形品質 ρ 、変調精度、IQ 原点オフセット (Carrier Feedthru) を計算する。波形品質 ρ は定義により次式によって計算される。

* $\sum_{k=0}^{K-1} |R^*(k) - \alpha_0 Z_3(k) + B_0|^2$ が最小になるように求める。この式を微分し、ゼロとおくことにより α_0 , B_0 にたいする連立 1 次方程式が得られ、解が以下のように求まる。

☆【0048】

02 が受信したパイロット信号の PN 系列と、送信する信号に含まれる PN 系列の時間差を測定する。パイロット信号発生器 401 からは、測定を開始するトリガを与えるトリガ信号が、測定装置 403 に与えられている。測定装置 403 はこのトリガ信号によって測定を開始する。つまり、トリガ信号の立ち上がりレベルがしきい値を越えたときに、被試験機 402 からの測定信号、つまり送信信号の A/D されたデータにたいするバッファメモリへの格納が開始される。

【0050】パイロット信号発生器 401 から与えられるトリガ信号は、パイロット信号の PN 系列と同期して PN 系列のある位相でパルスを出力している。よってケーブルや測定装置 403 内での信号遅延を無視すれば、前記バッファメモリへ最初に格納された測定信号データが取得された時間がパイロット信号 PN 系列の特定の位

相が出力された時刻である。いま、測定信号データのPN系列の位相がわかれば、そのパイロット信号PN系列に対する時間差がわかり、これが時間アライメント誤差である。

【0051】時間アライメント誤差測定のためには、測定信号（被試験機402からの入力信号）のPN系列の位相がわからなければならない。そのために、測定通信403で測定信号のPN系列の位相同期をおこなう。この実施例では、図1中の復調データa(n)、b(n)を用いたPN系列の位相同期方式によってこれを実現し

ている。まず、図1中のPN位相同期部20で用いら

れているPN系列の位相同期手段について説明する。

PN位相同期部20

PN位相同期部20中の同期手段の具体例を図10に示*

$$d(1) = (a(M1), a(M1+1), \dots, a(M1+M-1))$$

$$(1=0, 1, \dots, L-1) \quad (56)$$

データバッファ351のサイズN=L・M、および分割チップ数Mは、PN同期を正しくおこなうのに必要な値が与えられる。たとえば、N=64、M=16である。

【0052】一方、データバッファ352にはIS-95、6章、7章に定義されるパイロットPN同相チャンネルi(r)の1周期分データ、およびパイロットPN*

$$P_i(r) = (i(r), i(r+1), \dots, i(r+M-1)) \quad (r=0, 1, \dots, 2^{15}-1) \quad (57)$$

$$P_q(r) = (q(r), q(r+1), \dots, q(r+M-1)) \quad (r=0, 1, \dots, 2^{15}-1) \quad (58)$$

このPN位相同期部20はループ制御部360によって制御される。ループ制御部360は各ループの動作を開始させる。ループ制御部360は、アドレスカウンタ353の内部メモリの値が更新されると、更新された値を見てこの値が0のときは第1ブロック371、Lのときは第2ブロック372、それ以外のときは前のループが

実効されたのと同じブロックの次のループを開始する。

【0053】各ループが開始すると、まずアドレスカウンタ353の内部メモリの値1およびアドレスカウンタ354の内部メモリの値rおよびP_i(r)、P_q(r)

$$C_x(1, r) = \sum_{m=0}^{M-1} a(M1+m) \cdot x(r+m) \quad (59)$$

この値は-16から16までの値をとり、第1しきい値判定部356に出力される。第1しきい値判定部356では入力された値の絶対値が設定されたしきい値より大であるか小であるかに従って条件判断する。しきい値の設定はたとえば、16ビット中2ビットの誤りまで許す

のであれば、11に設定すればよい。

【0055】第1しきい値判定部356の判定が大であれば、その値を加算器357にたいして出力する。加算器357は、この値とレジスタ358の値を加算し、その結果をレジスタ358にたいして格納する。また、アドレスカウンタ353にたいして内部メモリの値1を1インクリメントする命令を出す。また、アドレスカウンタ354にたいして内部メモリ値rをMインクリメントする命令を出す。

【0056】あるいは、この相互相関C_x(1, r)値

*す。図1中のデータ検出部18、19からの復調データa(n)、b(n)は1あるいは-1の値をとる。PN位相同期部20はa(n)のみが入力される。このCDMA方式における同期試験では試験信号は無信号（入力データなし）の場合の送信信号であり、また、前述したようにデータ（シンボル）周期と拡散符号PN₁、PN₂との各チップ周期とが等しくされているから、前記復調データa(n)は拡散符号PN₁、PN₂のIチャンネル又はQチャンネルの何れかである。この復調データa(n)は一旦、データバッファ351に蓄えられる。データバッファ351では、蓄えられたa(n)をMチップずつの部分系列に分割する。これをベクトルd(1)として表す。

※直交チャンネルq(r)の1周期データが格納されている。PN符号の周期の先頭はどこに選んでもよいが、ここでは、0が15個並ぶところの先頭の0をPN符号の先頭とする。IQチャンネルのPN符号の1周期データにたいし、Mチップ（サンプル）ずつを含む部分系列を定義する。

★。(r)のいずれかを示すxが指し示すインデックスのベクトルがそれぞれデータバッファ351およびデータバッファ352から同時に取出される。内部メモリの各値1, r, r'の初期値はゼロ、内部メモリの値xの初期値はiである。

【0054】相互相関計算部355では、バッファ351、352よりのベクトルd(1)とP_x(r)（xはiまたはq）を用いて、次式で定義される相互相関C_x(1, r)を計算する。

が設定されたしきい値より小であれば、レジスタ358の内容をリセットする。また、アドレスカウンタ353にたいして内部メモリの値1をリセットする命令を出す。また、アドレスカウンタ354にたいして、内部メモリの値r'を1インクリメントしその後、内部メモリの値rを内部メモリの値r'とする命令を出す。これらアドレスカウンタ353、354にたいする命令は同期して行われ、このタイミングはループ制御部360によって検知され、次のループが開始される。

【0057】第1しきい値判定部356への入力が設定されたしきい値より大であり続けると、アドレスカウンタ353の内部メモリは1=0…L-1まで増える。最後に第1しきい値判定部356が相互相関値C_x(1, r)を加算器357に出力し、つぎにアドレスカウンタ353の内部メモリを1インクリメントしたときに、こ

の値が1になったことをループ制御部360が検出し、この次のループで第2ブロック372の動作を開始する。

【0058】第2ブロック372では第1ブロック371のレジスタ358の値が第2しきい値判定部361に供給される。この値の絶対値が設定されたしきい値より大きい場合、データバッファ351中の復調データとデータバッファ352からのPNパターンとが一致した、つまりPNの位相同期が確立したと判断する。もし、レジスタ358の絶対値が設定されたしきい値を越えない場合は、アドレスカウンタ353に対して内部メモリの値1のリセット、アドレスカウンタ354に対して内部メモリの値 r' の1インクリメントの命令が送られる。

また、これらの動作はループ制御部360によって検知*

$$x = i \text{ のとき } a(n) = \text{SIGN} \cdot i(r' + n) \quad (60)$$

$$b(n) = \text{SIGN} \cdot q(r' + n) \quad (61)$$

$$x = q \text{ のとき } a(n) = \text{SIGN} \cdot q(r' + n) \quad (62)$$

$$b(n) = -\text{SIGN} \cdot i(r' + n + 1) \quad (63)$$

ここで、PN位相同期によって得られたデータをあらためて $a(n)$ 、 $b(n)$ とした。また、検出されたPN系列の復調データに対する位相 r' は時間アライメント誤差を計算するときに用いられる。

【0060】さらに、復調データに誤りがある場合でも、PN位相同期によって得られたデータ、つまりデータバッファ352からのデータは正しく送信されたものと等しくなる。これより、図1においてデータ検出部18、19で検出したデータ（復調データ）に誤りがあっても、これを補正した正しい復調データを参照信号生成部21へ供給する。また復調データとPN位相同期によって得られたデータバッファ352からのデータとを比較することによって送信信号のチップ誤りを検出し、また、誤り率を推定することができる。

時間アライメント誤差の計算方法

PN位相同期部20で求めたPN位相 r' を用いて時間アライメント誤差を計算する方法を説明する。図11に示すように、パイロット信号発生装置401（図9）からパイロット信号のPN系列412に同期してトリガ信号413が測定装置403に与えられている。たとえば、PN符号発生器が15段のシフトレジスタからなる場合はPN系列にゼロが14個連続する所があり、これを終りにゼロを1個付け加えてPN系列の周期の終としている。従って15個ならぶ0の最後の0とつぎの1のシンボル点とのちょうど間でトリガ信号413のパルスが立ち上がり、この時点から測定が開始されるとする。*

$$T_{er} = (nTrig - nSync) \cdot T_c + (D_r + D_c) \cdot T_s \quad (64)$$

で与えられる。あるいは、虚数部の復調データ414がパイロット信号1チャンネルPN系列であれば、PN位相★

$$T_{er} = (nTrig - nSync + (1/2)) \cdot T_c + (D_r + D_c) \cdot T_s \quad (65)$$

で与えられる。ここで、求められた時間アライメント誤

*され、次のループ動作が、第1ブロック371で開始される。

【0059】このようにして、データバッファ352中のPN系列の中から、検出された送信データと同期するパターンを探していく。最初は $x = i$ としてIチャンネルから探し、 $r' = P (= 2^{11})$ になったら、 $r = r'$ をおこなう前に、 $r' = 0$ 、 $x = q$ として、つぎにQチャンネルを探す。同期が確立した後は、その時のアドレスカウンタ354の内部メモリの値 r' 、 x に基づいて検出された送信データに対応するPNパターンがデータバッファ352から求められる。レジスタ358の値の符号をSIGNとすると検出された送信データに対応する送信データはつぎの式で与えられる。

※いま、トリガ信号413の時間的位置を、パイロット信号1チャンネルPN系列412の先頭のシンボル点から計った値を $nTrig$ とすると図12の例では $nTrig = 14.5$ （チップ単位）である。

【0061】さて、PN系列の位相同期は復調データ $a(n)$ 414に対してであるから復調データ先頭のシンボル点の時間的な位置がわかる必要がある。これは、図14中のバッファメモリ5中の測定データの先頭が、トリガ信号の立ち上がり時間であるから、復調データ414が図14中のメモリ5の先頭から何番目のデータに対応するかわかればよい。復調データ414の先頭のシンボル点は、図1の低域通過フィルタ13、14におけるFIRフィルタリングによる遅延 D_r 、および測定信号 $Z(k)$ の実数部の最初のシンボル点の位置（ D_c ）の分だけ、サンプリング単位で、測定データの先頭からずれている。測定信号 $Z(k)$ の実数部の最初のシンボル点の位置は、パイロット信号1チャンネルPN系列412の先頭のシンボル点を基準にして

$$nTrig \cdot T_c + (D_r + D_c) \cdot T_s$$

で与えられる。一方、実数部の復調データ414がパイロット信号1チャンネルPN系列412であれば、PN位相同期部20において得られるPN位相 r' は、この最初のシンボル点でのPN位相である。これを $nSync$ とかくと、図12よりもあきらかなように時間アライメント誤差 T_{er} は

★同期部20において得られるPN位相 r' は、虚数部の最初のシンボル点でのPN位相であるから

差 T_{er} は、サンプリング周期 T_s の分解能であるか

ら、精パラメータ推定部23の中のクロック位相推定において得られた τ_c を加算することによって、さらに精度の高い時間アライメント誤差値を得ることができる。

【0062】図10に示した同期化方法において、相互相関性計算部355での計算結果が第1しきい値を越えた場合に、その相関値を累積加算することなく、全ての分割部分ベクトルに対する相互相関値が第1しきい値以上になったら、位相同期したと推定してもよい。QUALCOMM社のCDMAの拡散信号の場合は、PN位相 r' 、つまり $n \text{ Sync}$ を求めるには上記例に限らず、例えば図12に示す方法を用いてもよい。図1中の低域通過フィルタ13、14の出力はそれぞれ第1PN系列のマッチドフィルタ501、第2PN系列のマッチドフィルタ502と、第2PN系列のマッチドフィルタ503、第1PN系列のマッチドフィルタ504とへ供給される。入力PN系列を乗算器11、12でベースバンド信号に変換するための局部信号発生器505より正弦波信号と、余弦波信号とがそれぞれ乗算器11、12へ供給されるが、この正弦波信号は入力端子10の搬送波信号に同期している必要はない。マッチドフィルタ501及び504の出力は加算器506で加算され、マッチドフィルタ502の出力はマッチドフィルタ503の出力で減算器507で減算される。

【0063】加算器506の出力、減算器507の各出力は乗算器508、509でそれぞれ乗算されて加算器511で加算されて出力端子512に出力される。また必要に応じて加算器506、減算器507の出力の逆正接が演算部513でとられて出力端子514に出力される。この構成において、発振器505の発振周波数は入力拡散信号の搬送波周波数と一致している場合で、例えば位相も同期していればマッチドフィルタ501、502の出力に、第1PN系列、第2PN系列がそれぞれ入力信号の変調第1、第2PN系列と整合した時点でマッチドフィルタ501、502からパルスが同時に生じ、これが加算器506で加算されてパルスが出力される。マッチドフィルタ503、504からはパルスは生じない。また、発振器505の上りの正弦波の位相が端子10からの入力信号の搬送波の位相に対して90度となると、マッチドフィルタ501、502の出力からはパルスが生じることはないが、マッチドフィルタ503、504の出力から入力信号の変調第1、第2PN系列と整合した時に、マッチドフィルタ503、504から互いに逆極性のパルスが同時に生じ、これらパルスは減算器507で互いに加算され、減算器507からパルスが生じる。以上の説明から、発振器505の発振位置の入力拡散信号の搬送波に対する位相に応じた各振幅のパルスが加算器506、減算器507から、入力拡散信号の第1、第2拡散系列と整合した時に同時に生じる。従って加算器506、減算器507の各出力を自乗器508、509でそれぞれ自乗して加算器511で加算すると、

発振器505が入力信号の搬送波と位相同期していない場合でも第1、第2PN系列と整合した時にパルスが得られる。測定装置403がトリガ信号により動作を開始してから、加算器511からパルスが得られるまでの時間がPN位相 $n \text{ Sync}$ となる。この構成では発振器505を入力信号の搬送波に同期させる必要がなく、入力信号を準同期直交検波すればよく、その点で構成が簡単になり、かつPN系列の位相を順次ずらし、図11に示した処理も必要としない。逆正接演算部513で加算器506の出力で減算器507の出力を割算した値の逆正接、つまり $\tan^{-1} \theta$ を求めると、入力信号の搬送波の位相 θ が得られる。この θ が変化していることは入力信号の搬送波の周波数と、発振器505の発振周波数とにずれがあることを示す。

【0064】入力端子10からの入力拡散信号又は複素信号に変換した実部信号、虚部信号、つまり低域通過フィルタ13、14の各出力信号を、そのデータレートよりも高い標準化レートで標準化してデジタル信号に変換し、これをメモリに蓄積し、その蓄積データに対して、マッチドフィルタの係数を乗算し、その乗算値を加算して、マッチドフィルタ処理を行う。この場合メモリ内の各サンプルデータではなく、拡散信号のデータレートと対応したサンプルごとに係数を乗算する。これを等価回路で示すと図13に示すようになる。この乗算加算を1サンプルずつずらしたサンプルデータ群に対して次々と行う。このようなメモリ蓄積内データに対するマッチドフィルタ処理を図12に示したように、4つのマッチドフィルタ501~504と対応して行い、その出力を図12と同様に処理することにより、逆拡散出力を得ることができ、PN位相 $n \text{ Sync}$ を求めることができる。この場合、マッチドフィルタの係数は+1又は-1の何れかであるから、積の演算を行うことなく、符号の変更後加算すればよい。

【0065】上述においてはこの発明をOQPSK変調信号の測定に適用したが、QAM、PSK、FSKなど各種のデジタル直交変調信号の測定に適用することができ、CDMAの変調信号でない場合はPN位相同期部20の代りに時間基準抽出部とすればよく、また図17中の受信フィルタ56、57は変調信号に応じて使用し、かつその特性も規格に応じたものを使用する。

【0066】時間基準抽出部20はTDMA波についてはそのバースト波のどのタイミングで波形品質や変調率の計算をするかが規定されており、その時間基準の抽出に用いられ、従って、周波数誤差 Ω_c やキャリア位相 ϕ_c 、クロック位相 τ_c の測定には必要としない。また時間アライメント誤差の測定にも時間基準抽出部20が必要となる。この発明はクロック位相 τ_c 、周波数誤差 Ω_c 、キャリア位相 ϕ_c の少なくとも1つを測定すればよく、必ずしも波形品質を測定しなくてもよく、更に波形品質のみならず変調精度、IQ原点オフセットなどの測定に

用いてもよい。

【0067】

【発明の効果】以上述べたようにこの発明によれば入力直交変調信号のパラメータを粗パラメータ推定部15であらく推定して、その推定値を用いて、複素ベースバンド信号を補正し、これからデータ検出、参照信号の生成を行い、これらを用いて精パラメータ推定部23で精度よくパラメータを推定する構成としているため、遅延検波を必要とせず、同期検波を行うことができ、あらゆる形式の直交変調信号のパラメータ測定が可能である。またシンボル点のみの考慮でよいという条件、送信データを用いないクロック位相推定が可能であるという条件がなくても、パラメータを精度よく測定することができる。

【0068】つまりこの発明では入力信号の変調形式に応じて、粗パラメータ部15内のデータ検出、仮りの参照生成データ検出部18、19、時間基準抽出部20、参照信号生成部21、必要に応じて受信フィルタ56、57を変更すれば、精パラメータ推定部23は何れの変調形式にも適用できる。図11に示す同期方式を用いると、部分系列に分割しない場合より、短時間で同期を成立させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例を示すブロック図。

【図2】OPQPSK変調信号生成手段の例を示すブロック図。

【図3】図1中の粗パラメータ推定部15の具体例を示すブロック図。

*

*【図4】図3中の初期値推定部104の具体例を示すブロック図。

【図5】図4中のデータ検出および参照信号生成部114の具体例を示すブロック図。

【図6】図3中の線形回帰計算部105の具体例を示すブロック図。

【図7】図1中のクロック位相推定および波形補間処理部24の具体例を示すブロック図。

【図8】図1中のキャリア位相周波数誤差推定部25の具体例を示すブロック図。

【図9】時間アライメント誤差測定のためのシステム構成を示すブロック図。

【図10】図1中のPN位相同期部20の具体例を示すブロック図。

【図11】パイロット信号と、測定信号と、復調データと時間アライメント誤差との関係例を示す図。

【図12】PN位相の他の測定方法を示すブロック図。

【図13】図12中のマッチドフィルタをデジタル信号に適用可能な構成とした例を示す図。

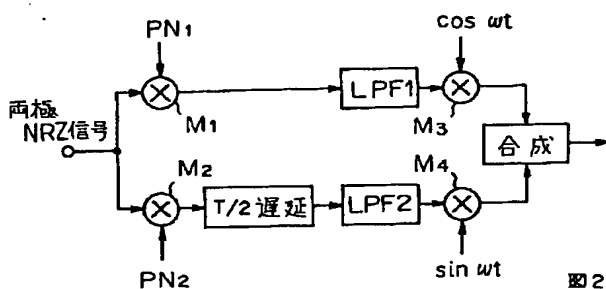
【図14】パラメータ測定の一般的構成を示すブロック図。

【図15】図14中のデジタル信号処理部6の一般的構成を示すブロック図。

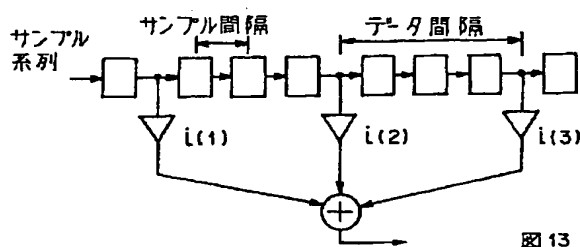
【図16】従来のパラメータ測定装置を示すブロック図。

【図17】この発明のパラメータ測定装置の基本構成を示すブロック図。

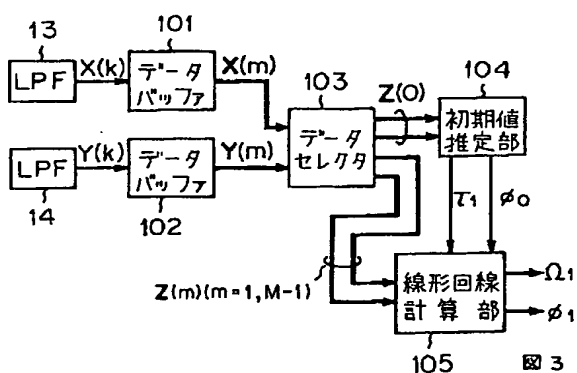
【図2】



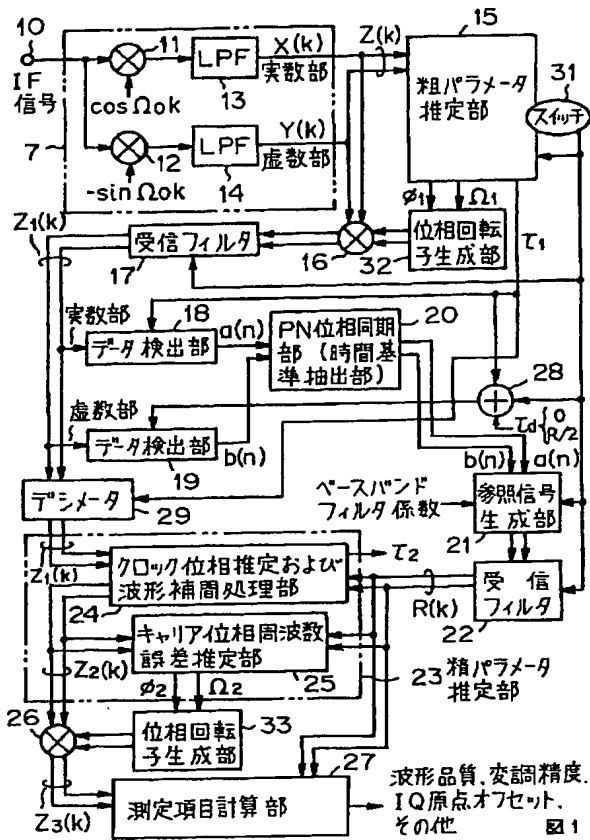
【図13】



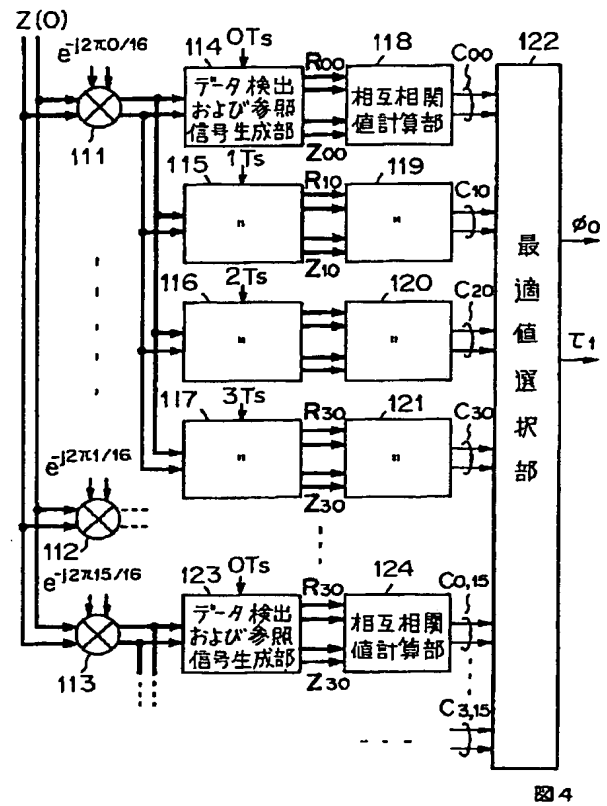
【図3】



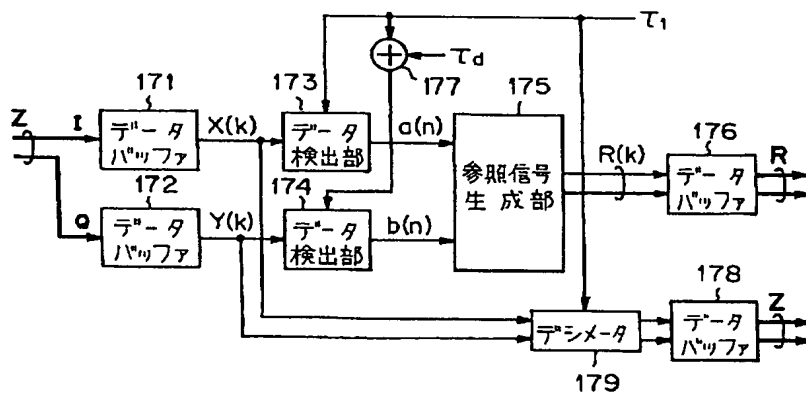
【図 1】



【図 4】



【図 5】



【図6】

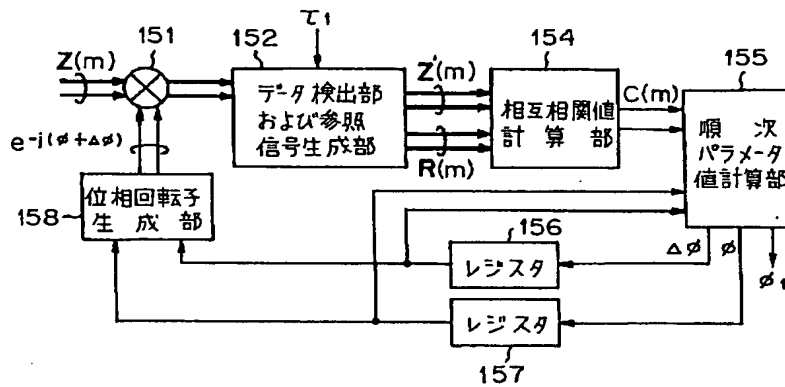


図 6

【図7】

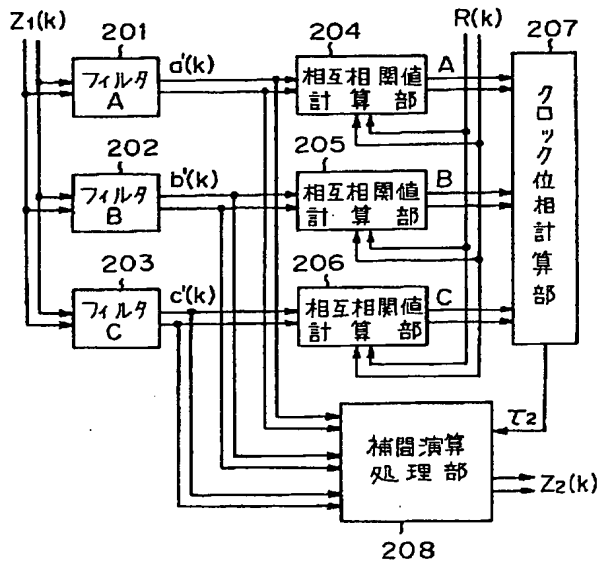


図 7

【図9】

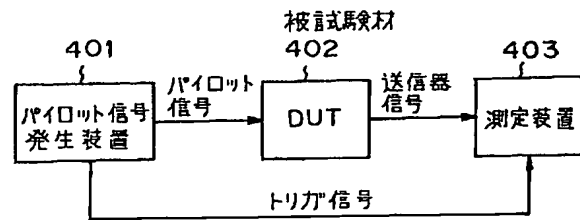


図 9

【図14】

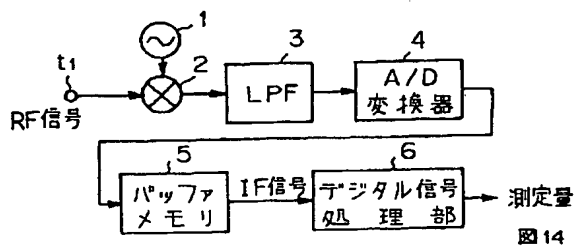


図 14

【図15】

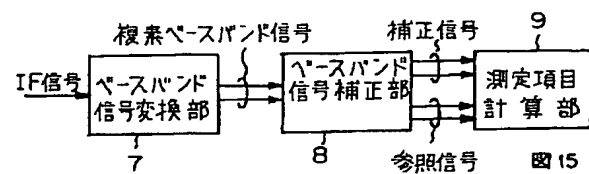
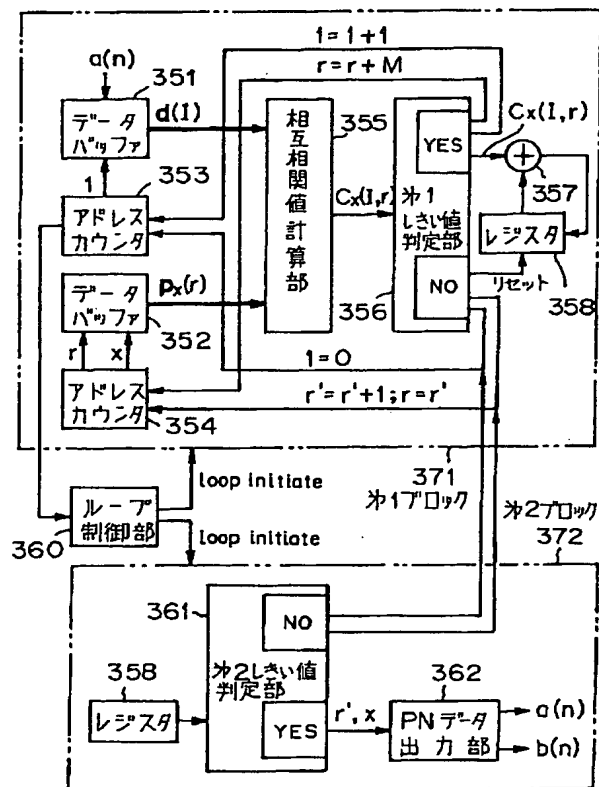


図 15

Figure 1 is a block diagram of a phase difference calculation device. The diagram shows a signal flow from input $Z_a(k)$ and k through three parallel processing paths (221, 222, 223) to calculate the phase difference. The paths involve multiplication (224, 225, 230, 231), correlation value calculation (221, 222, 223), and argument calculation (226, 227, 228). The final output is the phase difference $\Delta\phi$, which is also used in a division block (229) to produce Ω_2 .

【圖 10】



10

【図11】

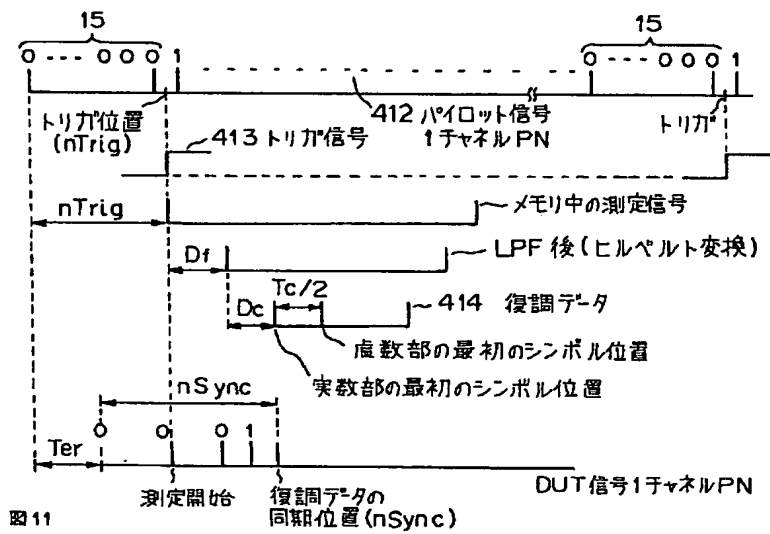


図11

【図12】

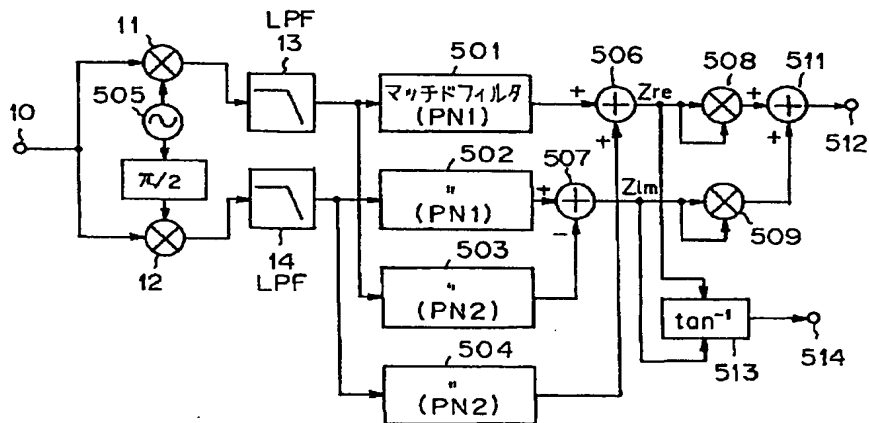


図12

図 16

The diagram illustrates a digital signal processing system for frequency and phase error correction. The components and their interconnections are as follows:

- IF信号** (IF Signal) enters the **ベースバンド信号変換部** (Baseband Signal Conversion Unit, 7).
- The output of the baseband conversion unit goes to the **粗信号補正部** (Coarse Signal Correction Unit, 51).
- The output of the coarse correction unit goes to the **受信フィルタ** (Receiving Filter, 57).
- The output of the receiving filter goes to the **データ検出部** (Data Detection Unit, 54).
- The output of the data detection unit goes to the **時間基準抽出部** (Time Reference Extraction Unit, 53).
- The output of the time reference extraction unit goes to the **時間基準** (Time Reference, 53) and the **参照信号生成部** (Reference Signal Generation Unit, 52).
- The output of the reference signal generation unit goes to the **受信フィルタ** (Receiving Filter, 56).
- The output of the receiving filter (56) goes to the **精パラメータ推定部** (Fine Parameter Estimation Unit, 23).
- The output of the fine parameter estimation unit goes to the **精信号補正部** (Fine Signal Correction Unit, 55).
- The output of the fine signal correction unit goes to the **測定項目計算部** (Measurement Item Calculation Unit, 9).
- The output of the measurement item calculation unit goes to the **補正信号** (Correction Signal, 9) and the **信号周波数誤差, シンボルクロック位相誤差** (Signal Frequency Error, Symbol Clock Phase Error, 23).
- The output of the correction signal unit goes to the **復調信号** (Demodulation Signal, 54).

Figure 17 is a block diagram of a digital signal processing system for frequency and phase error correction. The system includes an IF signal input, a baseband signal conversion unit (7), a coarse signal correction unit (51), a receiving filter (57), a data detection unit (54), a time reference extraction unit (53), a time reference (53), a reference signal generation unit (52), a receiving filter (56), a fine parameter estimation unit (23), a fine signal correction unit (55), a measurement item calculation unit (9), and a correction signal output (9). The system also outputs signal frequency error and symbol clock phase error (23) and waveform quality, modulation accuracy, and IQ origin offset (9).